



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10201245 A**(43) Date of publication of application: **31.07.98**

(51) Int. Cl.

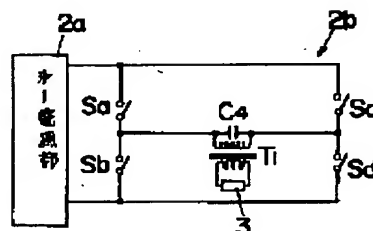
H02M 7/48**H02M 11/00****H05B 41/24**(21) Application number: **09005065**(22) Date of filing: **14.01.97**(71) Applicant: **MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD**(72) Inventor: **ONISHI MASAHIITO**(54) **POWER CONVERTER**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power converter capable of impressing a given voltage of almost continuous waveform to a load without using an element of high withstand voltage or making the efficiency in converting power reduced.

SOLUTION: A first power supply part 2a, which outputs the pulsating voltage of staircase form, and a second power supply part 2b, which reverses polarity every cycle of the output voltage waveform of the first power supply part 2a, are provided. The output of the second power supply part 2b is impressed to a load 3 via a leakage transformer T₁ with a capacitor C₄ connected parallel to its primary winding. The leakage constituent of the leakage transformer T₁ and the capacitor C₄ constitute a filter, and only the fundamental wave constituent of the second power supply part 2b is transformed by the leakage transformer T₁ and impressed to the load 3.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-201245

(43)公開日 平成10年(1998) 7月31日

(51)Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 7/48

E

11/00

11/00

H 0 5 B 41/24

H 0 5 B 41/24

K

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 10 頁)

(21)出願番号

特願平9-5065

(22)出願日

平成9年(1997) 1月14日

(71)出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72)発明者 大西 雅人

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

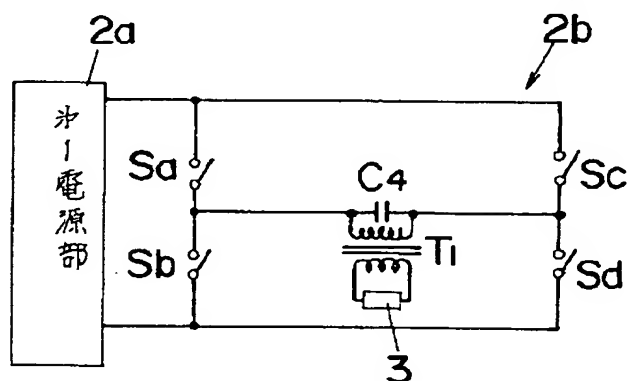
(74)代理人 弁理士 西川 恵清 (外1名)

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【要約】

【課題】高耐圧の素子を用いたり電力変換効率を低下させたりすることなく負荷に対してほぼ連続した波形の所要電圧を印加することができる電力変換装置を提供する。

【解決手段】階段波形状の脈流電圧を出力する第1電源部2aと、第1電源部2aの出力電圧波形の1周期ごとに極性反転する第2電源部2bと備える。第2電源部2bの出力は1次巻線にコンデンサC₄を並列接続したリーケージトランスT₁を介して負荷3に印加される。リーケージトランスT₁のリーケージ成分とコンデンサC₄とによりフィルタが構成され、第2電源部2bの基本波成分のみがリーケージトランスT₁で変圧され負荷3に印加される。



2 a 第1電源部

2 b 第2電源部

3 負荷

C₄ コンデンサ

T₁ リーケージトランス

【特許請求の範囲】

【請求項1】 不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素と、電源部の出力電圧を電圧変換する変圧要素とを備え、電源部の出力電圧をフィルタ要素および変圧要素を通して負荷に供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 フィルタ要素および変圧要素は圧電トランスよりなることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

【請求項3】 圧電トランスは、圧電素子を挟んで一对の入力電極を対向配置した駆動部と、駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けた発電部とからなり、電源部の出力周波数を発電部の共振周波数にほぼ一致させることを特徴とする請求項2記載の電力変換装置。

【請求項4】 放電灯を負荷とし、変圧要素は放電灯を安定に点灯維持することができる電圧を出力することを特徴とする請求項1ないし請求項3記載の電力変換装置。

【請求項5】 電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形とする制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させる手段を備えることを特徴とする請求項1ないし請求項4記載の電力変換装置。

【請求項6】 電源部の出力電圧が可変であることを特徴とする請求項1ないし請求項5記載の電力変換装置。

【請求項7】 不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一对の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換する圧電トランスとを備え、電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形とする制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させる手段を備え、電源部の出力周波数は圧電トランスの発電部の共振周波数にほぼ一致するように設定され、電源部の出力

電圧を圧電トランスを介して放電灯に印加することを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、不連続波形の交流電圧を発生する電源部を用いて所要電圧かつほぼ連続した波形の交流電圧を負荷に印加することができるようにした電力変換装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 本件発明者は、スイッチトキャパシタおよびインバータ回路を併用することによって直流から交流に電力変換する電力変換装置を従来より提案してきた。図17に、この種の電力変換装置の基本的な回路構成を示す。スイッチトキャパシタとしては、3個のキャパシタ $C_1 \sim C_3$ を備えたものを図示してある。また、直流電源Eの正極とキャパシタ C_1 との間には充電用スイッチング素子 S_1 を挿入し、キャパシタ C_2 、 C_3 と直流電源Eの各極との間にはそれぞれ充電用スイッチング素子 $S_2 \sim S_3$ を挿入してある。さらに、各キャパシタ $C_1 \sim C_3$ と充電用スイッチング素子 S_1 、 S_2 、 S_3 との接続点に一端を接続し他端を共通に接続した放電用スイッチング素子 $S_4 \sim S_{10}$ を設け、キャパシタ C_1 の正極とキャパシタ C_2 の負極との間およびキャパシタ C_2 の正極とキャパシタ C_3 の負極との間にそれぞれ放電用スイッチング素子 S_6 、 S_7 を挿入してある。充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_3$ および放電用スイッチング素子 $S_4 \sim S_{10}$ のオンオフのタイミングは図示しない制御回路により制御され、放電用スイッチング素子 $S_4 \sim S_{10}$ を共通に接続した接続点の電位を階段状に変化させる。

【0003】 一方、インバータ回路は、スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ をブリッジ接続したものであって、それぞれスイッチング素子 $S_a \sim S_d$ を直列接続した各アームにおけるスイッチング素子 S_a 、 S_b および S_c 、 S_d の接続点間に負荷3とインダクタ L_1 との直列回路を接続してある。また、負荷3にはコンデンサ C_4 を並列接続してある。この種のインバータ回路は周知のものであって、ブリッジ回路の対角位置に配置されたスイッチング素子 S_a 、 S_d または S_b 、 S_c を同時にオンにする期間を設けるとともに、各アームのスイッチング素子 S_a 、 S_b または S_c 、 S_d が同時にオンにならないように制御し、かつスイッチング素子 S_a 、 S_d を同時にオンにする期間とスイッチング素子 S_b 、 S_c を同時にオンにする期間とを交互に発生させることによって、負荷3に印加される電圧の極性を交番させるようになっている。スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ のオンオフはスイッチトキャパシタの充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_3$ や放電用スイッチング素子 $S_4 \sim S_{10}$ と同様に制御回路により制御される。

【0004】 したがって、スイッチトキャパシタにより

階段状に変化する電圧を発生させ、インバータ回路により負荷3に印加する電圧の極性を交番させることができるのであって、スイッチトキャパシタとインバータ回路とを適宜に制御することで階段状に変化する（つまり不連続波形である）正弦波形状の交流電圧を負荷3に印加することが可能になるのである。

【0005】ところで、制御回路は、各充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ 、放電用スイッチング素子 $S_6 \sim S_{10}$ 、スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ を図18に示すようなタイミングで制御する。いま、図17に示す回路が定常動作を行なっているものとして動作を説明する。まず、時刻 t_0 において充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ をすべてオンにし、かつ放電用スイッチング素子 S_{10} をオンにする。このとき、各キャパシタ $C_1 \sim C_3$ の両端電圧は直流電源Eの両端電圧にほぼ一致する電圧まで充電され、インバータ回路に印加される電圧 V_1 は、図18(o)に示すように、直流電源Eの電圧にほぼ等しくなる。

【0006】次に、時刻 t_1 においてすべての充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ をオフにし、放電用スイッチング素子 S_6, S_9 のみをオンにする。これによって、キャパシタ C_1, C_2 が直列接続され、電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ2倍になる。さらに時刻 t_2 において、この状態から放電用スイッチング素子 S_9 をオフにし、スイッチング素子 S_7, S_8 をオンにすれば、すべてのキャパシタ $C_1 \sim C_3$ を直列に接続したことになる。電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ3倍になる。

【0007】時刻 t_3 においては時刻 t_1 と同じ状態に設定し、時刻 t_4 においては時刻 t_0 と同じ状態に設定する。また、時刻 t_5 では時刻 t_4 の状態をそのまま保つ。以後、上述の動作を繰り返すことによって、電圧 V_1 は図18(o)のように階段状に電圧が上下する脈流波形状になる。一方、インバータ回路を構成するスイッチング素子 $S_a \sim S_d$ は、図18(k)～(n)に示すように、上述した充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ および放電用スイッチング素子 $S_6 \sim S_{10}$ の期間 $t_0 \sim t_5$ の一連の動作ごとに、インダクタ L_1 とコンデンサ C_4 との直列回路に印加する電圧極性を反転させる。つまり、期間 $t_0 \sim t_5$ はスイッチング素子 S_a, S_d をオン、スイッチング素子 S_b, S_c をオフにするのであり、期間 $t_5 \sim t_{10}$ はスイッチング素子 S_a, S_d をオフ、スイッチング素子 S_b, S_c をオンにするのである。このようにして、インダクタ L_1 とコンデンサ C_4 との直列回路に印加される電圧は、階段状に電圧が変化し、かつ全体としては正弦波交流波形状に電圧が変化することになる。

【0008】上述の説明から明らかなように、スイッチトキャパシタを構成する充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ および放電用スイッチング素子 $S_6 \sim S_{10}$ と、イン

バータ回路を構成するスイッチング素子 $S_a \sim S_d$ とは互いに連動するように制御される。また、各スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ 、 $S_a \sim S_d$ のオンオフの組み合わせを切り換える時間間隔を変化させることによって、インダクタ L_1 とコンデンサ C_4 との直列回路に印加する電圧の周期を容易に変化させることができるから、この構成によって出力周波数を可変とした電源部を構成することができる。

【0009】ここにおいて、インダクタ L_1 とコンデンサ C_4 との直列回路に印加される電圧は階段状に変化するものであるが、インダクタ L_1 およびコンデンサ C_4 はフィルタ回路として機能し、図18(p)に示すようなほぼ連続して変化する正弦波形状の交流電圧 V_2 を負荷3に印加することができるのである。この回路構成では、スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ 、 $S_a \sim S_d$ をスイッチングさせる周波数を高くすることによって、各キャパシタ $C_1 \sim C_3$ の1回の充放電のエネルギーを小さくすることができるから、キャパシタ $C_1 \sim C_3$ の容量を小さくすることができ、小型の電力変換装置を提供することが可能になる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記構成では、高電圧を印加しなければならないような負荷3を用いる場合には、直流電源Eの両端電圧を高くするか、直列接続して放電させるキャパシタの個数を増やすことが考えられる。しかしながら、前者の場合には充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ や放電用スイッチング素子 $S_6 \sim S_{10}$ として高耐圧のものが必要になり、サイズの大きな素子が必要になって大型化するという問題が生じる。また、後者の場合には部品点数が増加して大型化するとともに、キャパシタの放電時に直列的に接続される放電用スイッチング素子の個数が多くなるから放電用スイッチング素子の抵抗分での損失が大きくなって電力変換効率が低下することになる。

【0011】本発明は上記事由に鑑みて為されたものであり、その目的は、負荷への印加電圧をほぼ連続した波形とするのはもちろんのこと、負荷に対して所要の電圧を印加する際に高耐圧の素子を用いたり、電力変換効率が低下したりすることのない電力変換装置を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素と、電源部の出力電圧を電圧変換する変圧要素とを備え、電源部の出力電圧をフィルタ要素および変圧要素を通して負荷に供給するものである。この構成によれば、電源部として出力電圧波形が不連続であるものを用いながらもフィルタ要素を用いて電圧波形をほぼ連続した波形に成形することができ、しかも変圧要素を用いて変圧

することにより電源部に高耐圧の素子を用いたり、電力変換効率を低下させたりすることなく、所望の電圧を負荷に印加することが可能になる。その結果、比較的小型の電力変換装置を提供することができる。

【0013】請求項2の発明は、請求項1の発明において、フィルタ要素および変圧要素が圧電トランスよりなるものである。この構成によれば、圧電トランスがフィルタ要素と変圧要素とに兼用されるから、部品点数が少なく一層の小型化を図ることができる。請求項3の発明は、請求項2の発明において、圧電トランスが、圧電素子を挟んで一對の入力電極を対向配置した駆動部と、駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けた発電部とからなり、電源部の出力周波数を発電部の共振周波数にほぼ一致させたものであって、この構成では圧電トランスを高効率で用いることができ高い電力変換効率を得ることができる。

【0014】請求項4の発明は、請求項1ないし請求項3の発明において、放電灯を負荷とし、変圧要素では放電灯を安定に点灯維持することができる電圧を出力するのである。この構成は望ましい実施態様である。請求項5の発明は、請求項1ないし請求項4の発明において、電源部が、複数のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とする制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備えるとともに、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させる手段を備えるのである。この構成は望ましい実施態様である。

【0015】請求項6の発明は、請求項1ないし請求項5の発明において、電源部の出力電圧を可変としたものであり、印加電圧の低い負荷を用いる場合にとくに有効なものである。請求項7の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一對の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換する圧電トランスとを備え、電源部は、複数のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とする制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備えるとともに、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させる手段を備え、電源部の出力周波数は圧電ト

ランスの発電部の共振周波数にほぼ一致するように設定され、電源部の出力電圧を圧電トランスを介して放電灯に印加するものである。この構成によれば、電源部として出力電圧波形が階段状に変化するものを用いながらも圧電トランスをフィルタ要素として用いて電圧波形をほぼ連続した波形に成形することができ、しかも圧電トランスは変圧要素として機能するから、電源部に高耐圧の素子を用いたり、電力変換効率を低下させたりすることなく、所望の電圧を負荷に印加することが可能になる。その結果、比較的小型の電力変換装置を提供することができる。しかも、圧電トランスがフィルタ要素と変圧要素とに兼用されるから、部品点数が少なく一層の小型化を図ることができる。さらに、電源部の出力周波数を圧電トランスの発電部の共振周波数にほぼ一致させるから、圧電トランスを高効率で用いることができ高い電力変換効率を得ることができる。

【0016】

【発明の実施の形態】

（実施形態1）本実施形態では、図1に示すように、階段状に変化する脈流波形状の電圧を出力する第1電源部2aと、ブリッジ接続されている4個のスイッチング素子Sa～Sdを備えたインバータ回路よりなる第2電源部2bとにより電源部を構成している。ブリッジの各アームを構成する直列接続された各一對のスイッチング素子Sa、SbおよびSc、Sdの接続点間には変圧要素としてのリーケージトランス T_1 の1次巻線が接続される。また、リーケージトランス T_1 の2次巻線には負荷3が接続される。リーケージトランス T_1 の1次巻線にはコンデンサ C_1 が並列接続され、リーケージトランス T_1 のリーケージ成分とコンデンサ C_1 とによってフィルタ要素も構成される。このフィルタ要素は電源部の基本波成分のみを通過させるように設定される。したがって、第2電源部2bの出力電圧波形は階段状で不連続になるが、リーケージトランス T_1 の2次巻線にはほぼ連続した電圧波形が得られる。また、リーケージトランス T_1 を用いているから、変圧比を適宜に設定することができ、負荷3に対して昇圧ないし降圧した所要の電圧を印加することができる。

【0017】リーケージトランス T_1 によって昇圧している場合には、高電圧を負荷3に印加するに際して第1電源部2aや第2電源部2bに高耐圧の素子を必要とせず、また部品点数の増加もなく、小型の電力変換回路を提供することができる。しかも、負荷3に印加される電圧波形を正弦波形状にほぼ連続させているから、安定して負荷3に電力を供給することができ、かつ低ノイズになるのである。

【0018】（実施形態2）本実施形態は、図2に示すように、第1電源部2aとして図17に示したスイッチトキャパシタを用いたものであり、図18(o)のような階段状の電圧波形を第2電源部2bから出力するよう

に構成してある。この構成では、リーケージトランス T_2 の2次巻線には正弦波形状の交流電圧が得られることになる。他の構成および動作は実施形態1と同様である。

【0019】（実施形態3）本実施形態は、実施形態2におけるコンデンサ C_4 の位置を変更したものであって、図3に示すように、リーケージトランス T_1 の1次巻線にコンデンサ C_4 を直列接続してある。他の構成および動作は実施形態2と同様である。

（実施形態4）本実施形態は、図4に示すように、実施形態2におけるリーケージトランス T_1 に代えて圧電トランス T_2 を用いたものであり、負荷3にはコンデンサ C_5 を並列接続してある。したがって、第1電源部2aおよび第2電源部2bの構成は実施形態2と同様のものである。

【0020】圧電トランス T_2 は、直方体状の圧電素子11の長手方向の一端部に一對の入力電極12a、12bを対向させて設け、長手方向の他端面に出力電極13を設けた形状を有している。両入力電極12a、12bの間は駆動部15として機能し、駆動部15から出力電極13までの間で発電部16が形成される。圧電トランス T_2 は駆動部15に交流電圧を印加することによって圧電素子11に機械的振動を生じさせ、この機械的振動により生じる電圧を出力電極13から取り出すようにしたものである。しかして、機械的振動には慣性があるから、等価的にはフィルタ回路として機能することになる。また、圧電トランス T_2 は発電部16の長さ寸法に応じた共振周波数を有しており、この共振周波数に近い周波数の電圧を入力電極12a、12bに印加して圧電素子11を共振させることにより、出力電極13から大きく昇圧された電圧を得ることができるようになっている。

【0021】このように、圧電トランス T_2 はフィルタ要素としての機能と昇圧要素としての機能とを兼ね備えているから、フィルタ要素を構成するための素子を別途に設ける必要がないのである。しかも、鉄芯に巻線を設けたトランスに比較して圧電トランス T_2 は小型化可能であるから、全体としての小型化ないし低背化（薄型化）につながる。

【0022】本実施形態における各スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ 、 $S_a \sim S_d$ は図示しない制御回路により図5のようなタイミングで制御される。このタイミングは図18に示した従来構成におけるタイミングと同様である。つまり、図5(o)のように第1電源部2aの出力電圧 V_1 は従来例と同様であり、また図5(p)のように第2電源部2bの出力電圧も従来例と同様の階段状である正弦波交流波形状になる。ここで、圧電トランス T_2 を介して負荷3に電圧を印加することによって、図5(q)に示すように、正弦波交流波形状かつ昇圧された電圧を負荷3に印加することができるのである。他の構

成および動作は従来例と同様である。

【0023】（実施形態5）本実施形態は、図6に示すように、実施形態4において、負荷3と並列接続したコンデンサ C_5 を省略したものである。この構成では第2電源部2bの出力周波数を、圧電トランス T_2 の発電部16の共振周波数にほぼ一致させることによって、コンデンサ C_5 がなくとも負荷3に連続した波形の交流電圧を印加し、低ノイズで電力を供給することができるようにしてある。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0024】（実施形態6）本実施形態は、図7に示すように、実施形態4の構成における負荷3を冷陰極32を備える放電灯31としたものである。この構成では、放電灯31の始動時に高電圧が必要であるが、第1電源部2aおよび第2電源部2bの出力電圧は低いものでよいから、第1電源部2aおよび第2電源部2bを構成する素子として高耐圧のものを用いる必要がなく、低耐圧の素子を用いながらも高電圧を得ることができる。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0025】（実施形態7）本実施形態は、図8に示すように、実施形態4の構成における負荷3を熱陰極（フィラメント）33を備える放電灯31としたものである。また、両フィラメント33の一端間にはコンデンサ C_5 が接続されている。したがって、予熱時にはコンデンサ C_5 を通して電流を流すことによりフィラメント33を加熱することができ、その後、圧電トランス T_2 で昇圧された高電圧を放電灯31に印加することにより、放電灯31を始動することができるのである。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0026】（実施形態8）本実施形態は、図9に示すように、図6に示した実施形態4の構成において、圧電トランス T_2 の1次側にコンデンサ C_4 を並列接続し、コンデンサ C_4 とインダクタ L_1 との直列回路を第2電源部2bの出力端間に接続したものである。一般に圧電トランス T_2 は容量成分を持っているから、第2電源部2bの出力電圧を印加したときに突入電流が流れる可能性があるが、本実施形態の回路構成では、圧電トランス T_2 およびコンデンサ C_4 の並列回路に対してインダクタ L_1 を直列接続したことによってチョークインプット型の回路が構成され、突入電流を軽減することができる。したがって、突入電流によるストレスやノイズの発生を抑制することができる。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0027】（実施形態9）本実施形態は、図10に示すように、図6に示した実施形態5の構成において、第1電源部2aと第2電源部2bとの間にインダクタ L_2 およびコンデンサ C_7 よりなるフィルタ回路を設けたものである。このフィルタ回路はチョークインプット型のローパスフィルタであって、第1電源部2aから出力される階段状の不連続な電圧波形をやや滑らかにする機能

があり、しかも圧電トランス T_2 への突入電流を軽減する機能を持つ。したがって、実施形態8と同様に、突入電流によるストレスやノイズの発生を抑制することができる。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0028】（実施形態10）本実施形態は、図11に示すように、階段状かつ正弦波交流波形状の出力電圧が得られる電源部をインバータ回路を用いることなくスイッチトキャパシタのみを用いて実現するものである。すなわち、従来例において示したスイッチトキャパシタと同様の構成のスイッチトキャパシタよりなる正電源部2cと負電源部2dとを設ける。ただし、正電源部2cと負電源部2dとは直流電源Eへの接続極性を互いに逆にしてある。したがって、正電源部2cからは従来例として説明したように、正電位において階段状かつ脈流波形状の出力電圧が得られ、負電源部2dからは極性を逆転させた階段状かつ脈流波形状の出力電圧が得られる。つまり、正電源部2cと負電源部2dとを交互に動作させることにより、階段状かつ正弦波交流波形状の出力が得られることになる。

【0029】さらに具体的に説明する。正電源部2cは従来例で説明したスイッチトキャパシタと同構成であって、キャパシタ $C_1 \sim C_3$ 、充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ 、放電用スイッチング素子 $S_6 \sim S_{10}$ により構成される。一方、負電源部2dは、キャパシタ $C_{11} \sim C_{13}$ 、充電用スイッチング素子 $S_{11} \sim S_{15}$ 、放電用スイッチング素子 $S_{16} \sim S_{20}$ により構成される。正電源部2cと負電源部2dとは同構成を有しているが、正電源部2cではコンデンサ C_1 を直流電源Eの負極に接続しているのに対して、負電源部2dではコンデンサ C_{11} を直流電源Eの正極に接続している点が異なる。また、放電用スイッチング素子 $S_8 \sim S_{10}$ の一端を共通に接続した出力端に、放電用スイッチング素子 $S_{18} \sim S_{20}$ の一端を共通に接続してある。電源部と負荷3との間には圧電トランス T_2 が挿入され、放電用スイッチング素子 $S_8 \sim S_{10}$ 、 $S_{18} \sim S_{20}$ の一端が圧電トランス T_2 の一方の入力端子12aに共通に接続され、他方の入力端子12bには直流電源Eの負極が接続される。

【0030】しかして、各スイッチング素子 $S_1 \sim S_{20}$ は、図12(a)～(t)に示すように図示しない制御回路によって制御される。すなわち、期間 $t_0 \sim t_1$ では、充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ および放電用スイッチング素子 S_{10} がオンになり、図12(u)のように直流電源Eの両端電圧にほぼ等しい電圧が出力される。次に、時刻 t_1 において、充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_5$ および放電用スイッチング素子 S_{10} をオフにし、放電用スイッチング素子 S_6 、 S_9 をオンにする。これによって、キャパシタ C_1 、 C_2 が直列接続され、電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ2倍になる。さらに時刻 t_2 において、この状態から放電用スイッチング素子 S_9 をオフにし、スイッチング素子 S_7 、 S_8 を

オンにすれば、すべてのキャパシタ $C_1 \sim C_3$ を直列に接続したことになる、電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ3倍になる。

【0031】時刻 t_3 においては時刻 t_1 と同じ状態に設定し、時刻 t_4 においては時刻 t_0 と同じ状態に設定する。また、時刻 t_5 では時刻 t_4 の状態をそのまま保つ。上述した一連の動作の間にはスイッチング素子 $S_{11} \sim S_{20}$ はすべてオフに保たれる。このような動作によって、圧電トランス T_2 の入力端子12a、12bに印加される電圧 V_1 は図12(u)のように正極性で階段状に上下する。

【0032】時刻 t_5 になると、上述の動作を負電源部2dにおいて行なうのであって、期間 $t_5 \sim t_6$ では、充電用スイッチング素子 $S_{11} \sim S_{15}$ および放電用スイッチング素子 S_{20} がオンになり、図12(u)のように直流電源Eの両端電圧にほぼ等しい負電圧が出力される。次に、時刻 t_6 において、充電用スイッチング素子 $S_{11} \sim S_{15}$ および放電用スイッチング素子 S_{20} をオフにし、放電用スイッチング素子 S_{16} 、 S_{19} をオンにする。これによって、キャパシタ C_{11} 、 C_{12} が直列接続され、電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ2倍になる。さらに時刻 t_7 において、この状態から放電用スイッチング素子 S_{19} をオフにし、スイッチング素子 S_{17} 、 S_{18} をオンにすれば、すべてのキャパシタ $C_1 \sim C_3$ を直列に接続したことになる、電圧 V_1 は直流電源Eの両端電圧のほぼ3倍になる。

【0033】時刻 t_8 においては時刻 t_6 と同じ状態に設定し、時刻 t_9 においては時刻 t_0 と同じ状態に設定する。また、時刻 t_{10} では時刻 t_9 の状態をそのまま保つ。上述した一連の動作の間にはスイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ はすべてオフに保たれる。このような動作によって、圧電トランス T_2 の入力端子12a、12bに印加される電圧 V_1 は、期間 $t_5 \sim t_{10}$ においては図12(u)のように負極性で階段状に上下する。

【0034】上述の動作を繰り返すことによって、階段状かつ正弦波交流波形状に変化する出力電圧を得ることができ、圧電トランス1を通すことによって、図12(v)に示すような正弦波状の高電圧を負荷3に印加することが可能になる。この構成でも低ノイズの電力変化装置を提供することができる。

（実施形態11）本実施形態は、図13に示すように、実施形態4の構成において直流電源Eの出力電圧を可変としたものである。この構成によれば、直流電源Eの両端電圧を調節すれば、負荷3や圧電トランス T_2 への印加電圧を変化させることができる。とくに、負荷3への印加電圧を低減しようとする場合に有効なものである。

【0035】負荷3や圧電トランス T_2 への印加電圧を低減するには、直流電源Eの出力電圧を変化させるのではなく、スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ を制御して第1電源部2aの出力電圧のピーク値を直流電源Eの両端電圧

の2倍までに抑制することも可能である。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【実施形態12】本実施形態は、図14に示すように、直流電源Eとスイッチトキャパシタとの間にスイッチング素子 S_x とインピーダンス要素Zとの直列回路を挿入し、さらに、スイッチング素子 S_x と直流電源Eとの直列回路にダイオード D_1 を並列接続した構成を有する。この構成では、充電用スイッチング素子 $S_1 \sim S_3$ のいずれかがオンである期間にスイッチング素子 S_x をオンにし、インピーダンス要素Zを介してキャパシタ $C_1 \sim C_3$ を充電することによって、キャパシタ $C_1 \sim C_3$ の両端電圧を低電圧にするものである。したがって、スイッチング素子 S_x を適宜に制御することによって、第1電源部2aの出力電圧を調節することが可能になる。なお、ダイオード D_1 は回生用のものである。インピーダンス要素Zとしては、図15(a)～(c)に示すような抵抗 R_0 、インダクタ L_0 、インダクタ L_0 とコンデンサ C_0 との直列回路など各種のものを用いることができる。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0036】（実施形態13）本実施形態は、図16に示すように、実施形態4の構成において、第1電源部2aと第2電源部2bとの間にインピーダンス要素 Z_2 を挿入するとともに、第2電源部2bの入力端間にコンデンサ C_1 を接続し、さらには第1電源部2aの出力端間に回生用のダイオード D_2 を接続したものである。

【0037】この構成によれば、キャパシタ $C_1 \sim C_3$ の放電経路にインピーダンス要素 Z_2 が挿入されているから、スイッチング素子 $S_8 \sim S_{10}$ のオン期間を適宜に調節すれば、第2電源部2bへの入力電圧を調節することが可能になる。ここに、インピーダンス要素 Z_2 には実施形態12と同様のものを用いることができる。他の構成および動作は実施形態4と同様である。

【0038】

【発明の効果】請求項1の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素と、電源部の出力電圧を電圧変換する変圧要素とを備え、電源部の出力電圧をフィルタ要素および変圧要素を通して負荷に供給するものであり、電源部として出力電圧波形が不連続であるものを用いながらもフィルタ要素を用いて電圧波形をほぼ連続した波形に成形することができ、しかも変圧要素を用いて変圧することにより電源部に高耐圧の素子を用いたり、電力変換効率を低下させたりすることなく、所望の電圧を負荷に印加することが可能になるという利点を有する。その結果、比較的小型の電力変換装置を提供することができるという利点がある。

【0039】請求項2の発明のように、フィルタ要素および変圧要素が圧電トランスよりなるものでは、圧電トランスがフィルタ要素と変圧要素とに兼用されるから、部品点数が少なく一層の小型化を図ることができるとい

う利点がある。請求項3の発明のように、圧電トランスが、圧電素子を挟んで一對の入力電極を対向配置した駆動部と、駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けた発電部とからなり、電源部の出力周波数を発電部の固有振動数にほぼ一致させたものでは、圧電トランスを高効率で用いることができ高い電力変換効率を得ることができるという利点がある。

【0040】請求項6の発明のように、電源部の出力電圧を可変としたものでは、印加電圧の低い負荷を用いる場合に、電源部の出力電圧を引き下げるだけでよいから、印加電圧の低い負荷でも対応可能になるという利点がある。請求項7の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一對の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換する圧電トランスとを備え、電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とする制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させる手段を備え、電源部の出力周波数は圧電トランスの発電部の固有振動数にほぼ一致するように設定され、電源部の出力電圧を圧電トランスを介して放電灯に印加するものであり、電源部として出力電圧波形が階段状に変化するものを用いながらも圧電トランスをフィルタ要素として用いて電圧波形をほぼ連続した波形に成形することができ、しかも圧電トランスは変圧要素として機能するから、電源部に高耐圧の素子を用いたり、電力変換効率を低下させたりすることなく、所望の電圧を負荷に印加することが可能になるという利点を有する。その結果、比較的小型の電力変換装置を提供することができるという効果がある。しかも、圧電トランスがフィルタ要素と変圧要素とに兼用されるから、部品点数が少なく一層の小型化を図ることができるという効果があり、さらに、電源部の出力周波数を圧電トランスの発電部の固有振動数にほぼ一致させるから、圧電トランスを高効率で用いることができ高い電力変換効率を得ることができるという利点を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施形態1を示す概略回路図である。

【図2】実施形態2を示す回路図である。

【図3】実施形態3を示す要部回路図である。

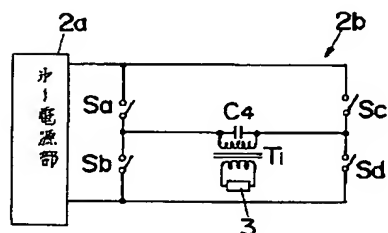
【図4】実施形態4を示す回路図である。

【図5】同上の動作説明図である。

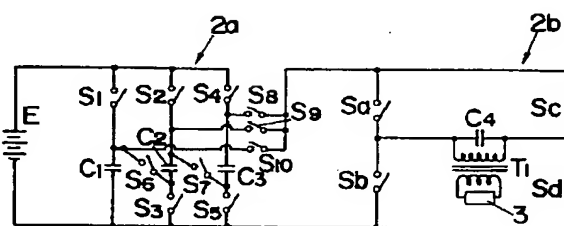
- 【図6】実施形態5を示す要部回路図である。
 【図7】実施形態6を示す要部回路図である。
 【図8】実施形態7を示す要部回路図である。
 【図9】実施形態8を示す回路図である。
 【図10】実施形態9を示す回路図である。
 【図11】実施形態10を示す回路図である。
 【図12】同上の動作説明図である。
 【図13】実施形態11を示す要部回路図である。
 【図14】実施形態12を示す要部回路図である。
 【図15】同上に用いるインピーダンス要素の例を示す図である。
 【図16】実施形態13を示す要部回路図である。
 【図17】従来例を示す回路図である。
 【図18】同上の動作説明図である。
 【符号の説明】
 2 a 第1電源部

- 2 b 第2電源部
 3 負荷
 11 圧電素子
 12 a, 12 b 入力電極
 13 a, 13 b 出力電極
 15 駆動部
 16 発電部
 31 放電灯
 33 フィラメント
 C₁ ~ C₃, C₁₁ ~ C₁₃ キャパシタ
 C₄ コンデンサ
 L₁ インダクタ
 S₁ ~ S₅, S₁₁ ~ S₁₅ 充電用スイッチング素子
 S₆ ~ S₁₀, S₁₆ ~ S₂₀ 放電用スイッチング素子
 T₁ リークージトランス
 T₂ 圧電トランス

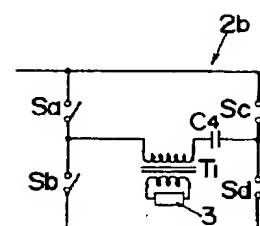
【図1】



【図2】

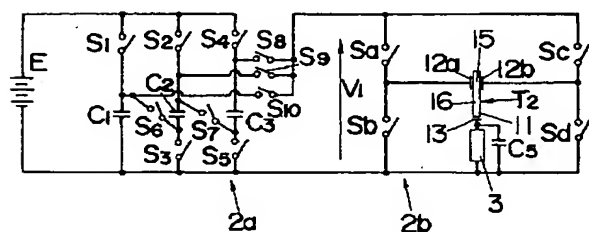


【図3】

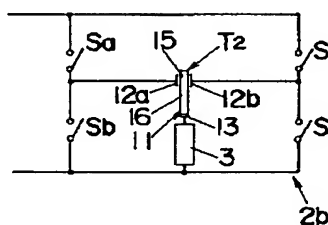


- 2 a 第1電源部
 2 b 第2電源部
 3 負荷
 C₄ コンデンサ
 T₁ リークージトランス

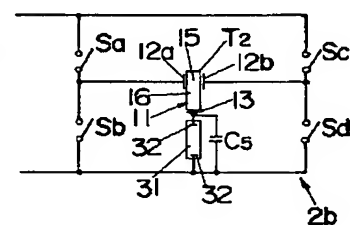
【図4】



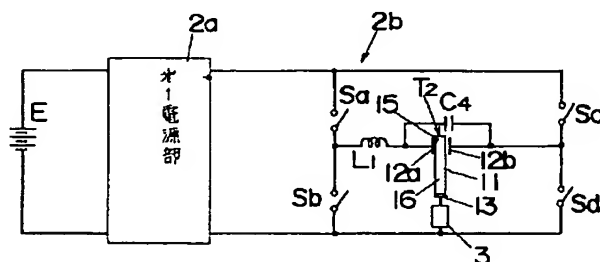
【図6】



【図7】

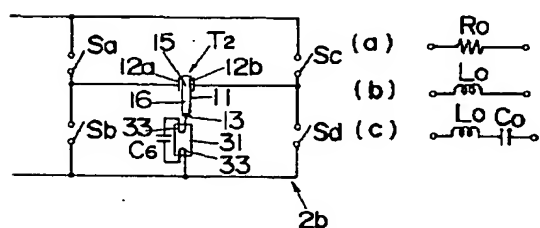


【図9】

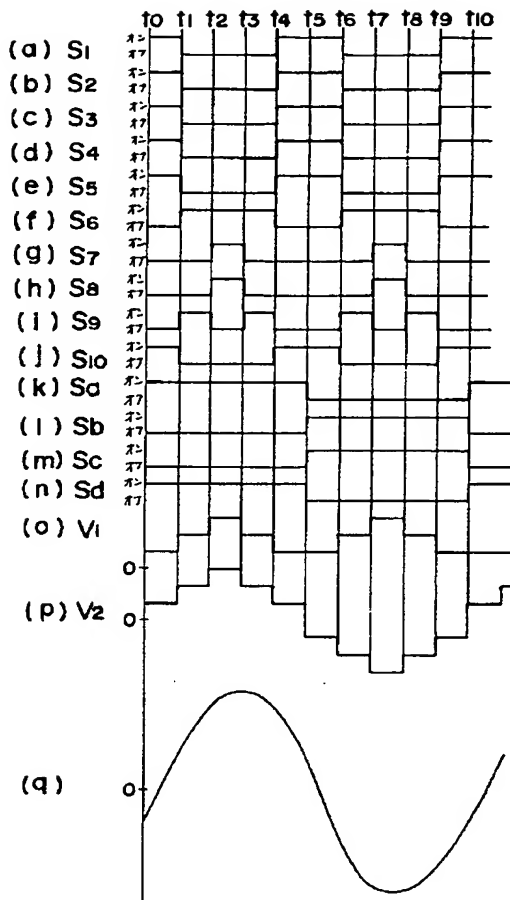


【図8】

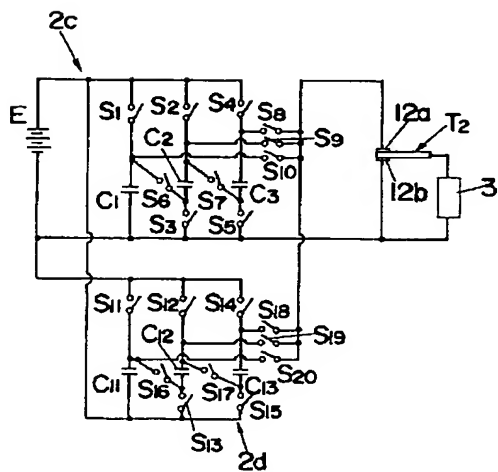
【図15】



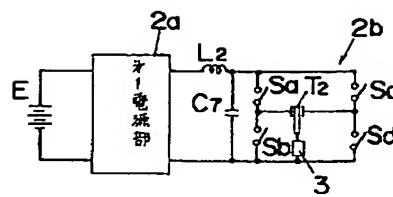
【図5】



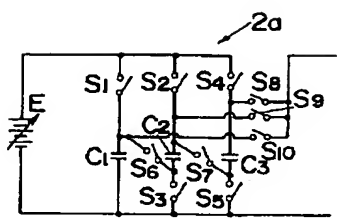
【図11】



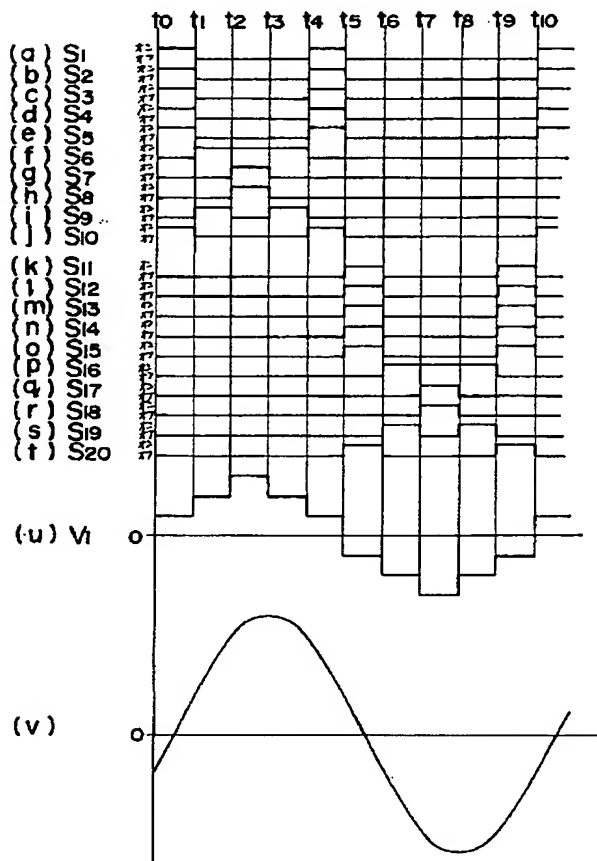
【図10】



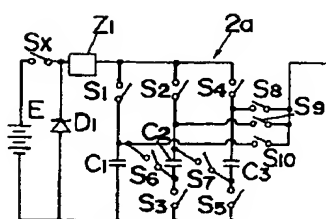
【図13】



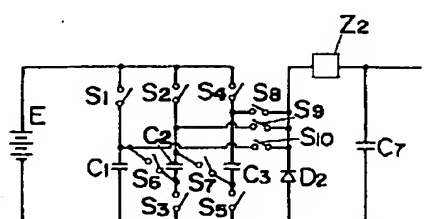
【図12】



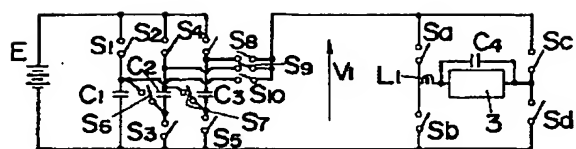
【図14】



【図16】



【図17】



【図18】

